

Amplificatori operazionali reali

- I valori tipici dei parametri che caratterizzano gli OPAMP reali sono i seguenti:
 - Guadagno in tensione in DC: $A_0 = 10^5 \dots 10^6$ (100-120dB)
 - Correnti di ingresso: $I_+ \cong I_- = \begin{cases} 10^{-8} A & \text{bipolari} \\ 10^{-11} A & \text{JFET} \\ 10^{-14} A & \text{MOS} \end{cases}$
 - Capacità di pilotaggio $|I_{OL}|_{max} = 10 \text{ mA}$
 - Tensione massima di uscita $|V_{OL}|_{max} = |V_{DD}| - 1.5V$

Banda passante: $B_W = 1..10 \text{ Hz}$

E' evidente che le caratteristiche dell' OPAMP ideale non possono essere raggiunte da nessun circuito reale.

Gli amplificatori operazionali reali hanno però caratteristiche che approssimano molto bene il comportamento dell' amplificatore ideale.

In particolare hanno guadagni generalmente molto elevati ($> 100 \text{ dB}$), impedanze di ingresso elevatissime (anche superiori a $10^{12}\Omega$ nel caso di op-amp in tecnologia CMOS) e buone capacità di pilotaggio dello stadio di uscita.

Un parametro invece ha valori in netto contrasto con il caso ideale: la banda.

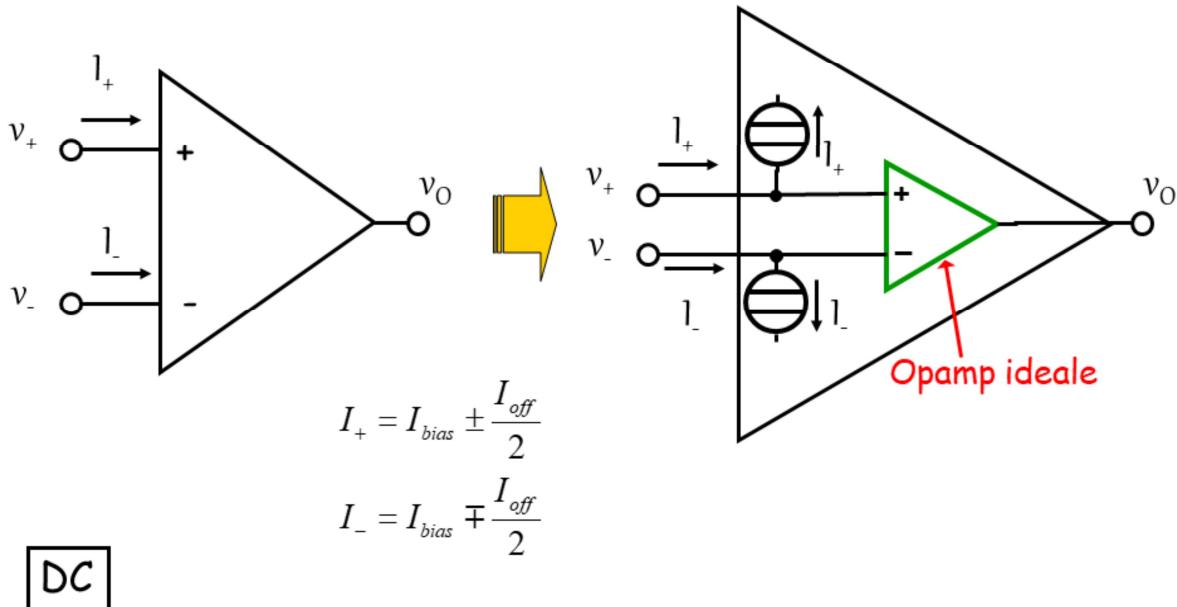
La ragione di questo divario sarà chiara in seguito, quando tratteremo la stabilità dei circuiti a operazionali e la compensazione.

Lo swing delle tensioni in uscita risulta in genere inferiore (tranne nel caso degli op-amp denominati rail-to-rail) all' intervallo definito dalle alimentazioni.

Nel seguito analizzeremo una per una le non idealità e le loro conseguenze sulle ipotesi fatte finora sul funzionamento dei circuiti ad op-amp.

In particolare distingueremo le non idealità in DC da quelle in regime dinamico o AC.

Corrente di polarizzazione di ingresso



La corrente in ingresso ad un op-amp reale non è nulla.

E' più corretto parlare di corrente di ingresso piuttosto che di impedenza all' ingresso differenziale o dei singoli ingressi riferiti a massa. Al variare della tensione ai morsetti di ingresso, infatti, la corrente rimane circa invariata. Un modello basato su una resistenza fra i due morsetti o su due resistenze verso massa non sarebbe quindi in grado di esprimere correttamente la situazione reale. E' quindi più realistico modellare questa non idealità con due generatori di corrente.

La corrente in ingresso sia al morsetto invertente che a quello non invertente è sempre positiva se entrante nell' operazionale.

Le correnti di ingresso vengono abitualmente scomposte in due componenti I_{BIAS} e I_{OFFSET} così definite:

$$I_{BIAS} = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad , \quad I_{OFF} = |I_+ - I_-|$$

Risulta quindi che :

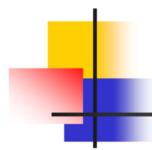
$$I_+ = I_{BIAS} \pm \frac{I_{OFF}}{2} \quad , \quad I_- = I_{BIAS} \mp \frac{I_{OFF}}{2}$$

Correnti di ingresso non nulle fanno cadere una delle ipotesi semplificative che avevamo introdotto per l' analisi veloce dei circuiti ad opamp.

E' anche vero però che queste correnti sono in assoluto molto piccole.

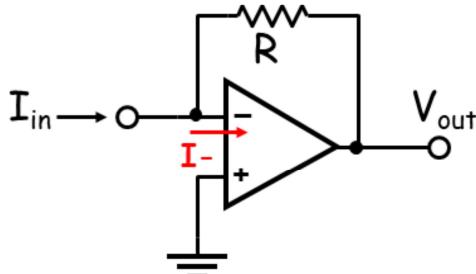
Un primo problema è quindi valutare quando poterle trascurare (semplificando quindi notevolmente lo studio) ovvero qual' è l' errore che si commette trascurandole.

Un secondo problema è quali accorgimenti circuitali si possono eventualmente adottare per minimizzarne gli effetti nel caso in cui non possano essere trascurate.



Corrente di polarizzazione di ingresso

Es. Convertitore I-V



$$V_{out} = -RI_{in} + RI_-$$

per $I_{in}=0$:

$$V_{out} = RI_- \quad \Rightarrow \text{Offset di } V_{out}$$

DC

Consideriamo ad esempio il convertitore corrente tensione.

In questo caso una corrente in ingresso al morsetto invertente provoca un offset della tensione di uscita pari a $R \cdot I_-$.

Quando risulta rilevante questo offset ?

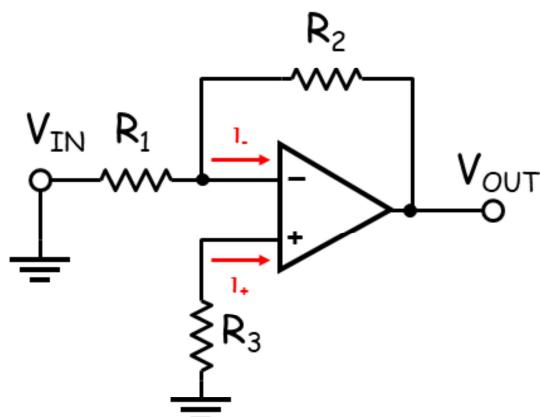
In termini percentuali possiamo dire che dipende dal rapporto fra la corrente in ingresso e la corrente di polarizzazione, indipendentemente dal guadagno del convertitore.

E' quindi necessario, se le correnti da misurare sono piccole, impiegare op-amp a bassissima corrente di polarizzazione (CMOS per esempio).



Annullo dell' effetto delle correnti di polarizzazione di ingresso

Es. Amplificatore invertente Senza R_3 : $V_{out} = I_- R_2$



Con R_3 :

$$V_{out} = I_- R_2 - I_+ R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

se $I_- \approx I_+$:

$$V_{out} \approx 0 \Leftrightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} = R_1 // R_2$$

DC

Se si ipotizza che le correnti di polarizzazione siano circa uguali (ovvero che la componente I_{OFF} sia trascurabile), un accorgimento che si può adottare per minimizzarne l' effetto è quello di porre delle resistenze in serie agli ingressi invertente, non invertente o entrambi, a seconda dei casi.

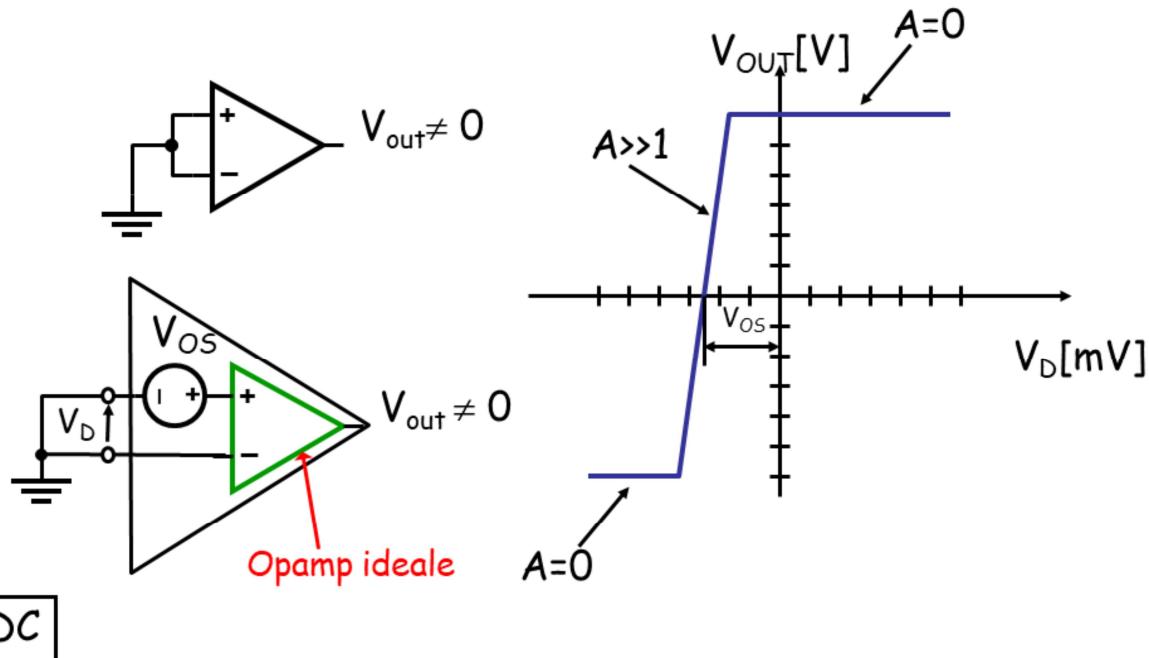
Queste resistenze, superflue nel caso ideale, possono essere calcolate in modo che risulti $V_{out} = 0$ per $V_{IN}=0$.

Nel caso dell' esempio in figura, quello di un amplificatore di tensione invertente, il valore ottimale per ottenere l' annullamento dell' offset è $R_3=R_1//R_2$.

Notare che questo vale solo se si assumono identiche le correnti di ingresso. Dato che queste in realtà non sono mai uguali a causa della componente I_{OFF} , ne risulta che l' offset della tensione di uscita non può mai essere perfettamente annullato.

Bisogna peraltro notare che la componente I_{OFF} è generalmente modesta rispetto alla componente I_{BIAS} e quindi l' inserimento di R_3 permette comunque di ridurre notevolmente l' effetto di questa non idealità.

Tensione di offset riferita all' ingresso



Cortocircuitando a massa i morsetti di ingresso di un op-amp reale non si ottiene una tensione nulla in uscita.

Si definisce tensione di offset V_{OS} quella tensione differenziale che applicata agli ingressi annulla la tensione di uscita.

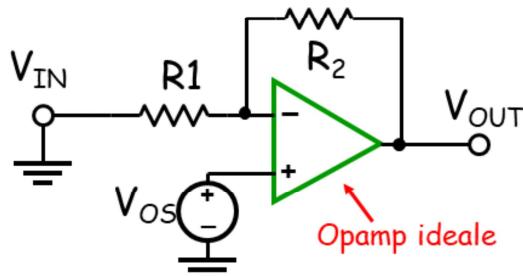
L'effetto della tensione di offset è quello di traslare la caratteristica ingresso-uscita ad anello aperto.

Per minimizzare questo effetto negli OPAMP commerciali è di solito disponibile una coppia di morsetti aggiuntivi che permettono di collegare una coppia di resistori che, se regolati opportunamente, annullano questa non idealità.



Effetto della tensione di offset

Per $V_{IN}=0$:



$$V_{OUT} = V_{OS}(1 + R_2/R_1)$$

$$\Rightarrow V_{OUT} = -R_2/R_1 V_{IN} + V_{OS}(1 + R_2/R_1)$$

DC

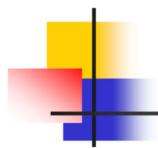
Ancora nel caso dell' amplificatore invertente, l' effetto della tensione di offset è quello di produrre una tensione a riposo non nulla.

La tensione in uscita ad ingresso nullo può essere facilmente calcolata osservando che a $V_{IN}=0$ il morsetto non invertente dell' operazionale può essere visto come ingresso di un amplificatore non-invertente a operazionale.

Per ottenere la relazione ingresso-uscita applichiamo la sovrapposizione degli effetti.

Si noti peraltro che la relazione ingresso-uscita in presenza di offset non compensato è NON LINEARE, nel senso che l' uscita prodotta da una combinazione di stimoli all' ingresso non può essere ottenuta come somma delle singole uscite prodotte dalle singole componenti. Questo concetto è stato già discusso nel caso ideale di amplificatore con offset.

Il caso peggiore per l' offset è quello di alti guadagni e segnali in ingresso di ampiezza ridotta.



Data Sheets



August 2000

LM101A/LM201A/LM301A Operational Amplifiers

Electrical Characteristics (Note 5)

$T_A = T_J$

Parameter	Conditions	LM101A/LM201A			LM301A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5	10		3.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	75		70	250	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.5	4.0		0.5	2.0		M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_S = \pm 20\text{V}$	1.8	3.0				mA
			$V_S = \pm 15\text{V}$				1.8	3.0
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	50	160		25	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$			3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$		3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				20			70	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ\text{C} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq 25^\circ\text{C}$	0.01	0.1		0.01	0.3	0.6	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				0.02	0.2	0.02	0.6	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
					0.1		0.3	μA

Particolare attenzione deve essere posta nella lettura delle caratteristiche del componente riportate nei Data Sheets.

In particolare bisogna distinguere fra valori tipici e minimi/massimi.

I primi servono per aiutare il progettista nel dimensionamento del circuito. Questi dati rappresentano il valor medio della distribuzione dei valori delle relative grandezze misurati su un campione significativo di esemplari di quel componente.

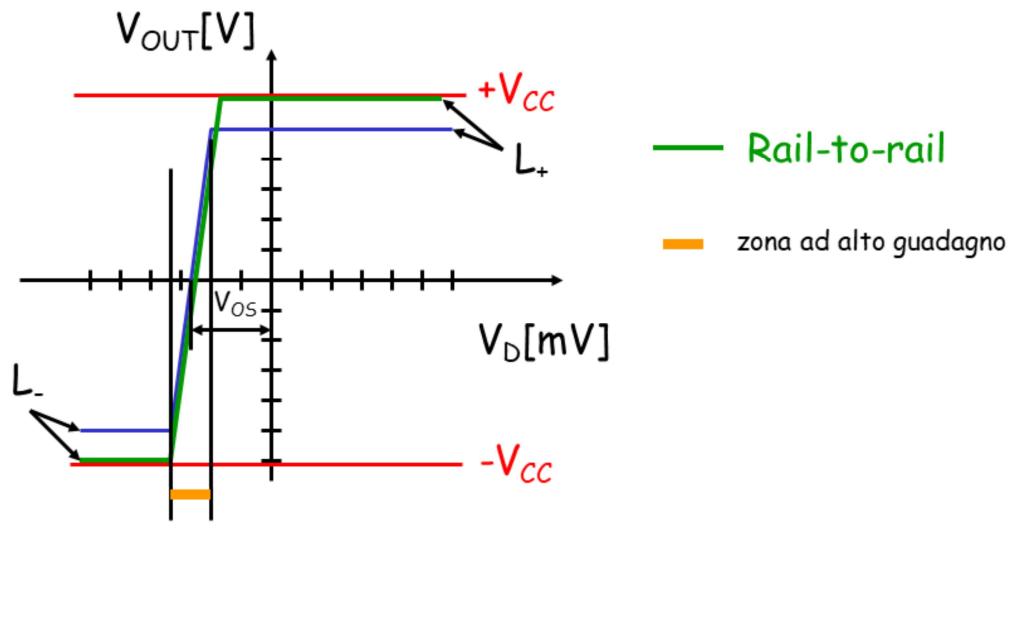
Questo dato è utile in fase di progetto per poter dimensionare il circuito.

I valori minimi o massimi sono intesi come limiti garantiti dal costruttore per quel parametro per quel modello di componente. Scegliendo opportunamente l' uno o l' altro, è possibile valutare il funzionamento del circuito nelle condizioni limite e valutare quindi il caso peggiore di funzionamento.

Lo stesso parametro può essere indicato più volte in corrispondenza di condizioni diverse. Per esempio la tensione di offset viene riportata nella prima riga in riferimento al funzionamento ad una temperatura di 25°C e con resistenza di uscita del generatore collegato all' ingresso inferiore a $50 \text{ K}\Omega$ e poi nella settima riga senza indicazioni di sorta sulla temperatura.



Stadio di uscita: Saturazione



Come già anticipato nella sezione dedicata agli amplificatori, la tensione in uscita da un amplificatore è limitata all' intervallo definito dalle alimentazioni: $[0..V_{CC}]$ nel caso di alimentazione singola, $[-V_{CC}..V_{CC}]$ nel caso di quella duale.

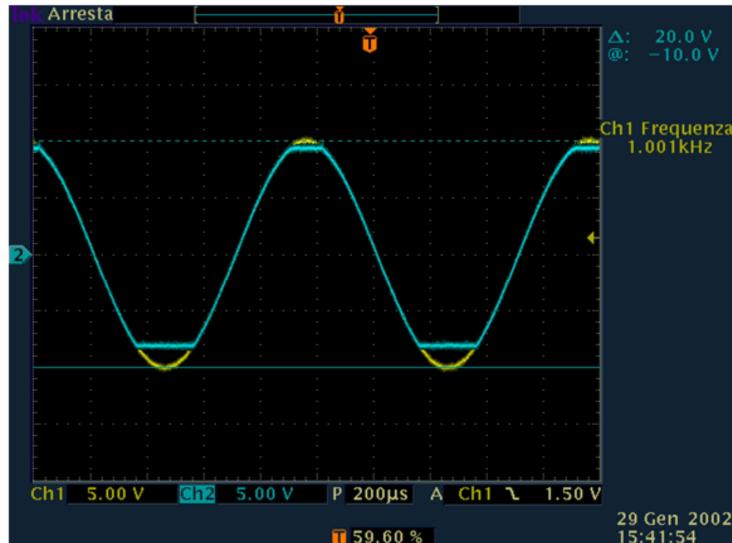
Inoltre, tranne che nel caso degli amplificatori denominati rail-to-rail, lo swing della tensione di uscita è inferiore. Tipicamente le specifiche degli amplificatori commerciali indicano lo swing di uscita in $2V_{CC}$ -3V nel caso (comune) di alimentazione duale.

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)							LM101A/LM201A/LM301A		
Parameter	Conditions		LM101A/LM201A			LM301A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$ $R_L \geq 2k\Omega$		25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$	$R_L = 10 k\Omega$	± 12	± 14		± 12	± 14		V
		$R_L = 2 k\Omega$	± 10	± 13		± 10	± 13		V



Stadio di uscita: Saturazione

- La saturazione non è in genere simmetrica



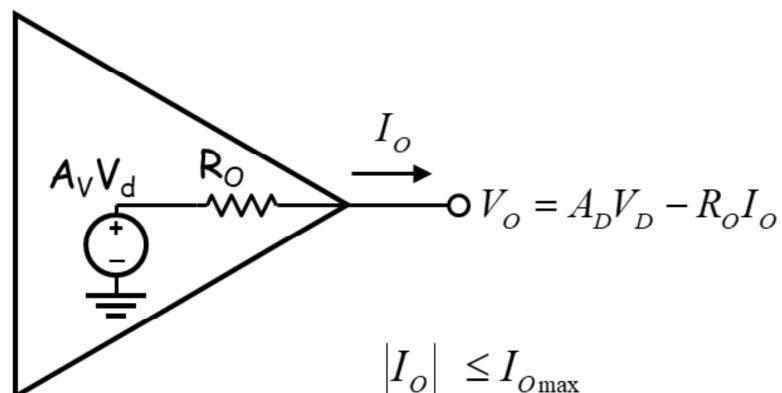
DC

Una altro elemento da tenere in considerazione è che in realtà la saturazione non è simmetrica ovvero il limite inferiore e superiore, in valore assoluto, non coincidono, anche se i data sheet del componente possono riportare limiti simmetrici.

La figura riporta il caso di un OPAMP alimentato con $V_{CC}=10V$ e $V_{SS}=-10V$.

Come si può notare la saturazione positiva avviene a circa $9.2V$ ($V_{CC}-0.8V$) , mentre quella negativa è a circa $-8V$ ($V_{SS}+2V$) .

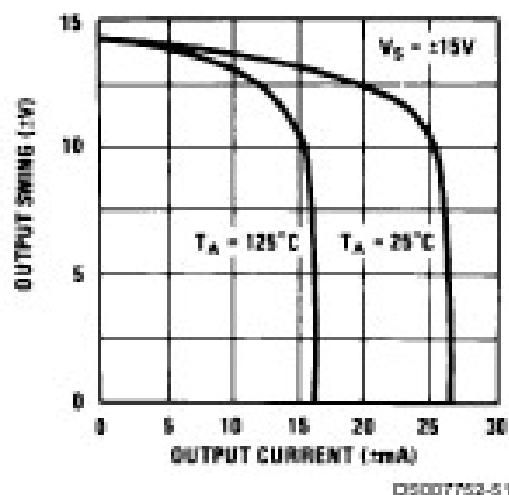
Resistenza di uscita e capacità di pilotaggio



DC

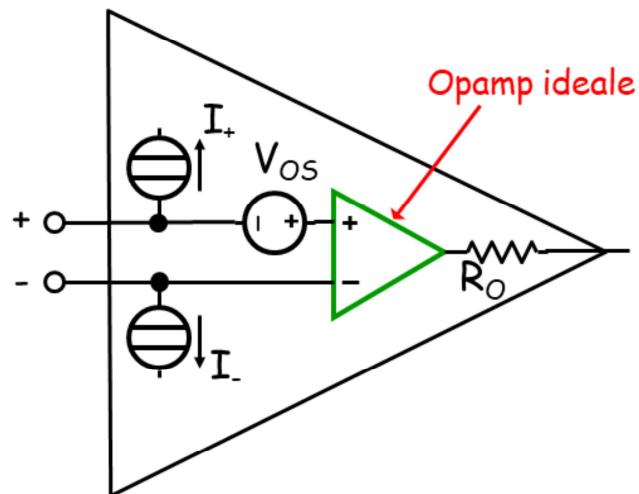
Lo stadio di uscita è inoltre caratterizzato da una resistenza di uscita R_o non nulla e comunque da una massima capacità di pilotaggio ovvero da una massima corrente erogabile all' uscita. Normalmente quest' ultima è di 10 - 20 mA.

Current Limiting





Non idealità in DC



DC

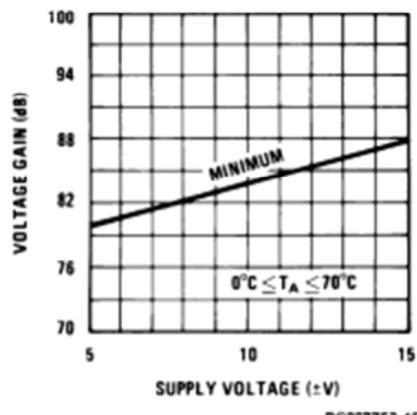
Per tenere conto delle non idealità in DC dell' OPAMP reale si può ipotizzare un blocco costituito da un OPAMP ideale e da diversi elementi che modellano le non idealità . Naturalmente, a seconda dei casi, alcuni di questi elementi di non idealità possono essere trascurati mentre altri no.

Notare che nella figura non sono stati indicati i limiti di tensione e corrente sull' uscita dell' amplificatore.

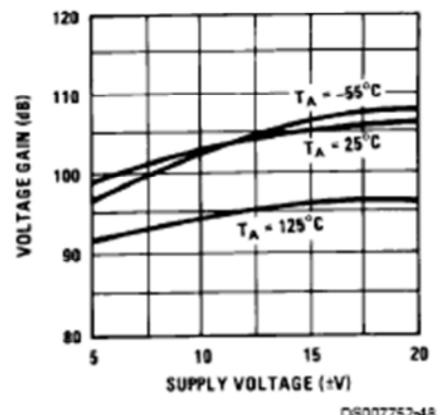


Guadagno

Voltage Gain



Voltage Gain



Minimo garantito

Tipico

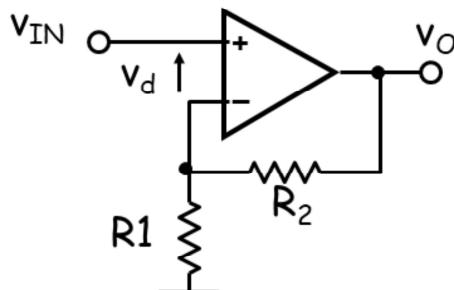
Il guadagno in DC di un op-amp reale non è evidentemente infinito come nel caso ideale, ma ha valori tipici dell'ordine di 100-120 dB (10^5 - 10^6 V/V).

Notare che il valore effettivo può variare molto da esemplare ad esemplare (di un fattore 100).

Nonostante ciò, il funzionamento del circuito in retroazione (in particolare il guadagno A_f) non viene sostanzialmente compromesso grazie all'effetto di desensibilizzazione.



Amplificatore non invertente - A_0 finito



$R1=R2=10K\Omega$

$$\frac{v_O}{v_{IN}} = \frac{A_0}{1 + A_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

A_0	A_f	$v_d @ V_{IN}=1V$
10	1.66	167 mV
100	1.966	19.6 mV
1000	1.996	1.996 mV
10.000	1.9996	0.19996 mV
100.000	1.99996	19.9996 μ V

A bassa frequenza l' effetto del guadagno finito è duplice:

- scostamento del guadagno del circuito retroazionato da quello teorico
- v_+ e v_- non sono esattamente allo stesso potenziale e quindi non più virtualmente in cortocircuito.

Nel caso dell' amplificatore non invertente, si può calcolare l' effettivo guadagno considerando non nullo il potenziale fra v_+ e v_- ovvero $v_D \neq 0$.

Si ha: $v_O = A_0(v_+ - v_-)$ con $v_+ = v_{IN}$ e $v_- = v_O(R_1/(R_1+R_2))$

Quindi: $v_O = A_0(v_{IN} - v_O \frac{R_1}{R_1 + R_2}) \Rightarrow \frac{v_O}{v_{IN}} = \frac{A_0}{1 + A_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$

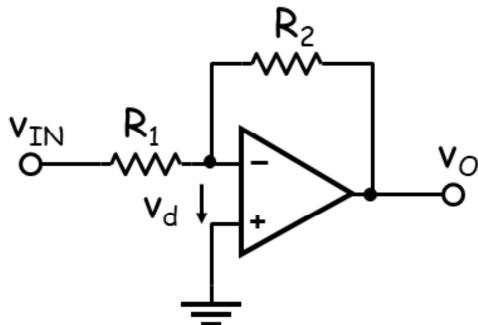
Sostituendo i valori indicati nella figura è possibile ricavare l' uscita per vari valori di A_0 e quindi calcolare il guadagno a bassa frequenza.

Si noti che per guadagni dell' ordine di 100-120 dB (quelli di un opamp commerciale di classe economica) il guadagno reale dell' amplificatore è praticamente uguale a quello teorico.

Si noti inoltre che v_D è dell' ordine delle decine di microvolt, e quindi l' approssimazione di cortocircuito virtuale degli ingressi è più che valida.



Amplificatore invertente - A_0 finito



$$\begin{aligned} R_1 &= 1 \text{ K}\Omega \\ R_2 &= 2 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

$$\frac{v_O}{v_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

A_0	A_f	$v_D @ V_{IN}=1V$
10	-1.5385	-153 mV
100	-1.9417	-19 mV
1.000	-1.9940	-1.99 mV
10.000	-1.9994	-199 μ V
100.000	-1.99994	-19 μ V

L' effetto del guadagno finito è duplice:

- scostamento del guadagno del circuito retroazionato da quello teorico
- nodo di massa virtuale a tensione diversa da 0V

Nel caso dell' amplificatore invertente, si può calcolare l' effettivo guadagno considerando non nullo il potenziale V_- .

Si ha:

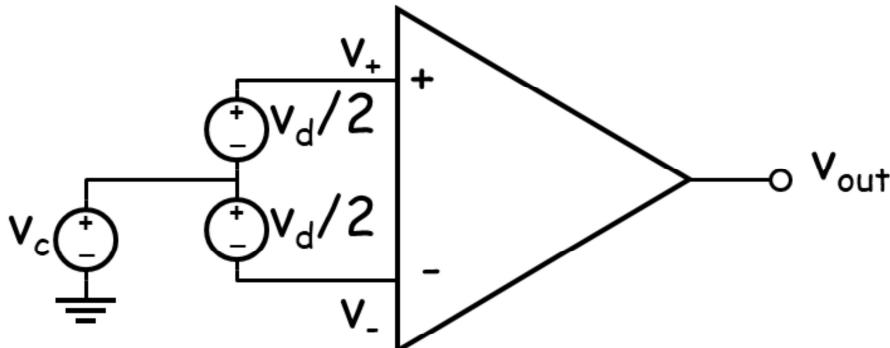
$$v_O = A_0(v_+ - v_-) = -A_0 v_- \text{ e quindi } v_- = -v_O/A_0 \neq 0V$$

scriviamo KCL al nodo di massa virtuale: $i_1 = \frac{v_{IN} - v_-}{R_1} = i_2 = \frac{v_- - v_O}{R_2}$

Risolvendo per v_O si ottiene:

$$\frac{v_O}{v_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

Common Mode Rejection Ratio (CMRR)



$$\begin{cases} v_c = \frac{v_+ + v_-}{2} \\ v_d = v_+ - v_- \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_+ = v_c + \frac{v_d}{2} \\ v_- = v_c - \frac{v_d}{2} \end{cases}$$

DC

Nel caso ideale, l'op-amp è un amplificatore differenziale, ovvero l' uscita è funzione solo della differenza di tensione agli ingressi.

Negli op-amp reali ciò non è vero. Esiste anche una, debole, dipendenza dalla tensione di modo comune (v_c).

Pensando alle tensioni in ingresso al morsetto invertente e non invertente come la somma di due componenti una di modo comune v_c ed una differenziale v_d rispettivamente, risulta

$$v_o = A_D v_d + A_C v_c$$

Quanto più elevato è il rapporto A_D/A_C , tanto più l' op-amp si avvicina ad un amplificatore differenziale ideale.

Questo parametro è talmente importante da meritarsi un nome : Common Mode Rejection Ratio (CMRR) o rapporto di reiezione di modo comune

$$CMRR = \frac{A_D}{A_C}$$

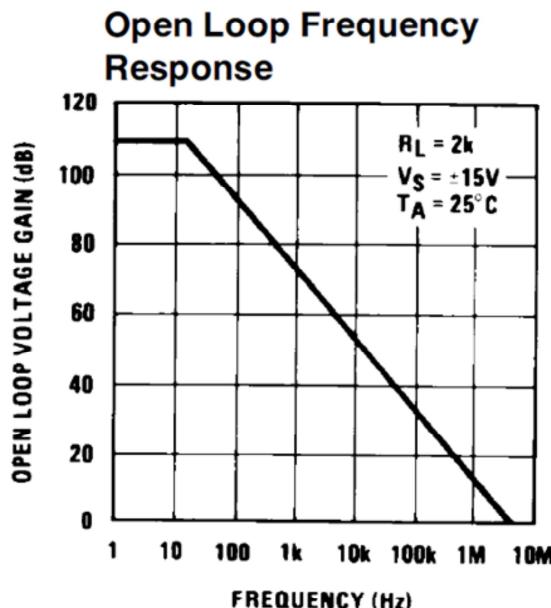
Tipicamente il CMRR è di circa 100 dB

		-13	-13	dB
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$	80	96	
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$	80	96	

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate for which the device is functional, but



Banda



AC

Il parametro che più discosta l' op-amp reale da quello ideale è senza dubbio la banda. Normalmente vengono specificate bande dell' ordine della decina di Hz.

Come mai ?

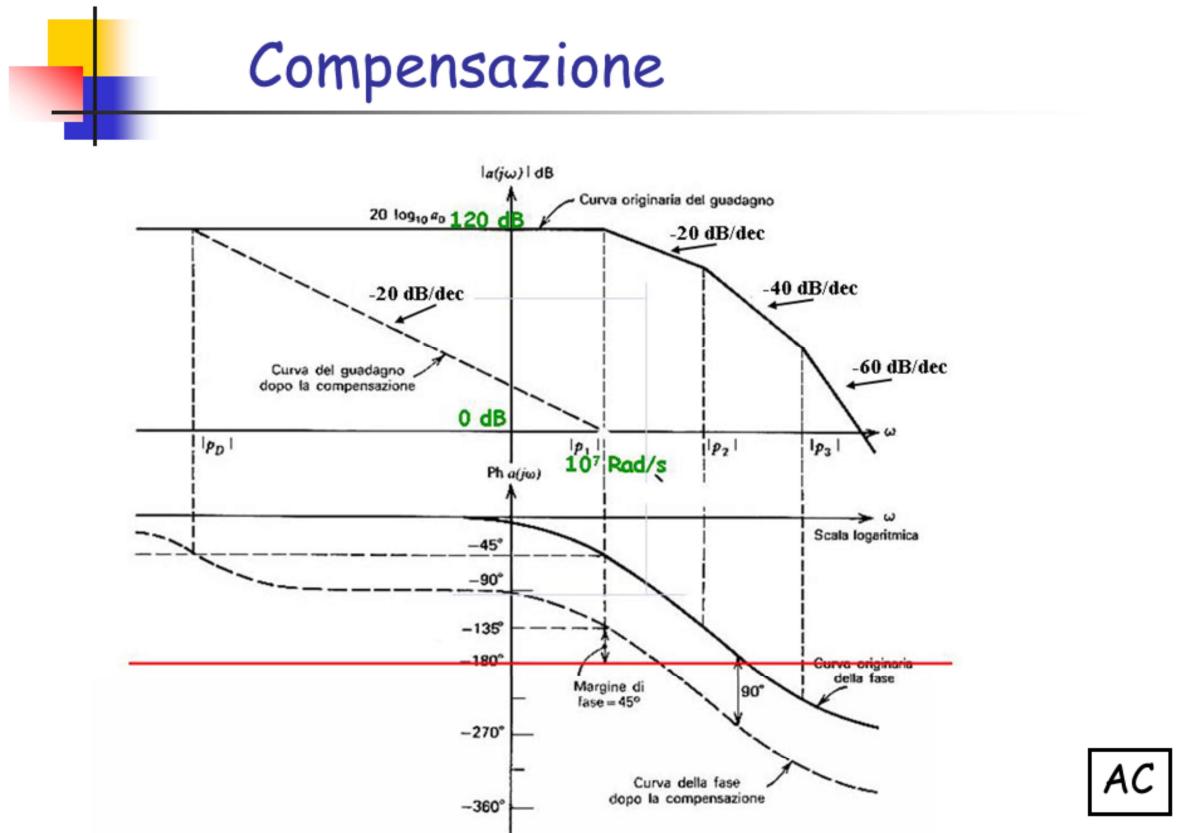
La risposta va ricercata nell' analisi della stabilità del circuito in cui è inserito l' opamp. Un op-amp è realizzato con un circuito piuttosto complesso che, in particolare, ha una funzione di trasferimento "nativa" $A(j\omega)$ caratterizzata da diversi poli (più di 3).

Visto che il guadagno in DC è elevatissimo, è facile intuire che in funzione della frequenza, prima che il modulo del guadagno di anello $A(j\omega)\beta$ decada al di sotto dell' unità, la rotazione di fase potrebbe facilmente raggiungere e superare il valore di $-\pi$, condizione che, come noto dal criterio di Bode, rende instabile il circuito una volta chiuso in retroazione.

Per questa ragione si limita forzatamente la banda dell' operazionale per far sì che non si verifichino mai questa condizione, nemmeno per $\beta=1$.

Questa operazione viene chiamata **compensazione**.

In pratica si sacrifica la banda per poter garantire sempre la stabilità e mantenere guadagni in DC elevatissimi.



Per garantire la stabilità del circuito retroazionato, si ricorre alla tecnica della compensazione. In pratica si introduce una rete passiva (tipicamente un condensatore) che abbia l' effetto di aggiungere alla funzione di trasferimento un polo a frequenza molto bassa (1..10 Hz).

Questo polo si dice dominante.

Come si può notare dalla figura, questo permette di ottenere una nuova funzione di trasferimento che, se il secondo polo è situato al di sopra della pulsazione di guadagno unitario, garantisce un margine di fase di almeno $\pi/4$.

Molti componenti commerciali di uso generale sono **compensati internamente** (es. TL081, μ A741).

Il valore del polo dominante viene scelto in modo da stabilizzare il circuito per ogni valore di β .

La riduzione di banda dell' amplificatore può essere però molto superiore al necessario. Esistono quindi op-amp **non compensati** in cui la compensazione è a carico dell' utilizzatore (es. LM301).



Prodotto Guadagno-Banda

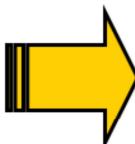
- La presenza del polo dominante permette di approssimare il comportamento in frequenza dell'OPAMP con quello di un amplificatore a singolo polo.

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s / \omega_H}$$

Come già notato:

$$A_{fDC} = \frac{A_0}{1 + A_0 \beta}$$

$$\omega_{Hf} = \omega_H (1 + A_0 \beta)$$



$$A_{fDC} \cdot \omega_{Hf} = A_0 \cdot \omega_H$$

AC

Visto che esiste un polo dominante, possiamo modellare la funzione di trasferimento dell'op-amp come una funzione del primo ordine (a singolo polo).

Con questa approssimazione la funzione di trasferimento del circuito in retroazione si può facilmente calcolare:

$$A_f(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + s / \omega_H}}{1 + \frac{A_0}{1 + s / \omega_H} \cdot \beta} = \frac{A_0}{1 + A_0 \cdot \beta + s / \omega_H} = \frac{\frac{A_0}{1 + A_0 \beta}}{1 + \frac{s}{\omega_H (1 + A_0 \beta)}}$$

Risulta quindi che:

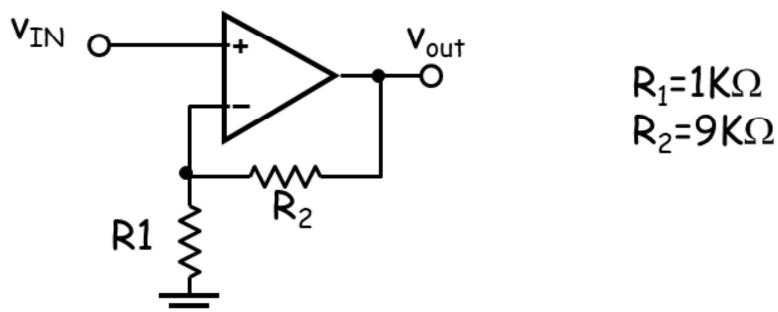
- Il guadagno è ridotto di un fattore $1 + A_0 \beta$
- Il polo dominante è stato spostato a pulsazioni più elevate di un fattore $1 + A_0 \beta$
- Il prodotto guadagno-banda rimane invariato**

Questa proprietà ci permette di calcolare velocemente la banda del circuito in retroazione una volta noto il guadagno per $\omega \rightarrow 0$.



Esempio: amplificatore non invertente

- Dato: prodotto guadagno banda $|A_0 \cdot B| = 10^6 \text{ Hz}$
- Problema: calcolare la banda del circuito



Il guadagno dello stadio è

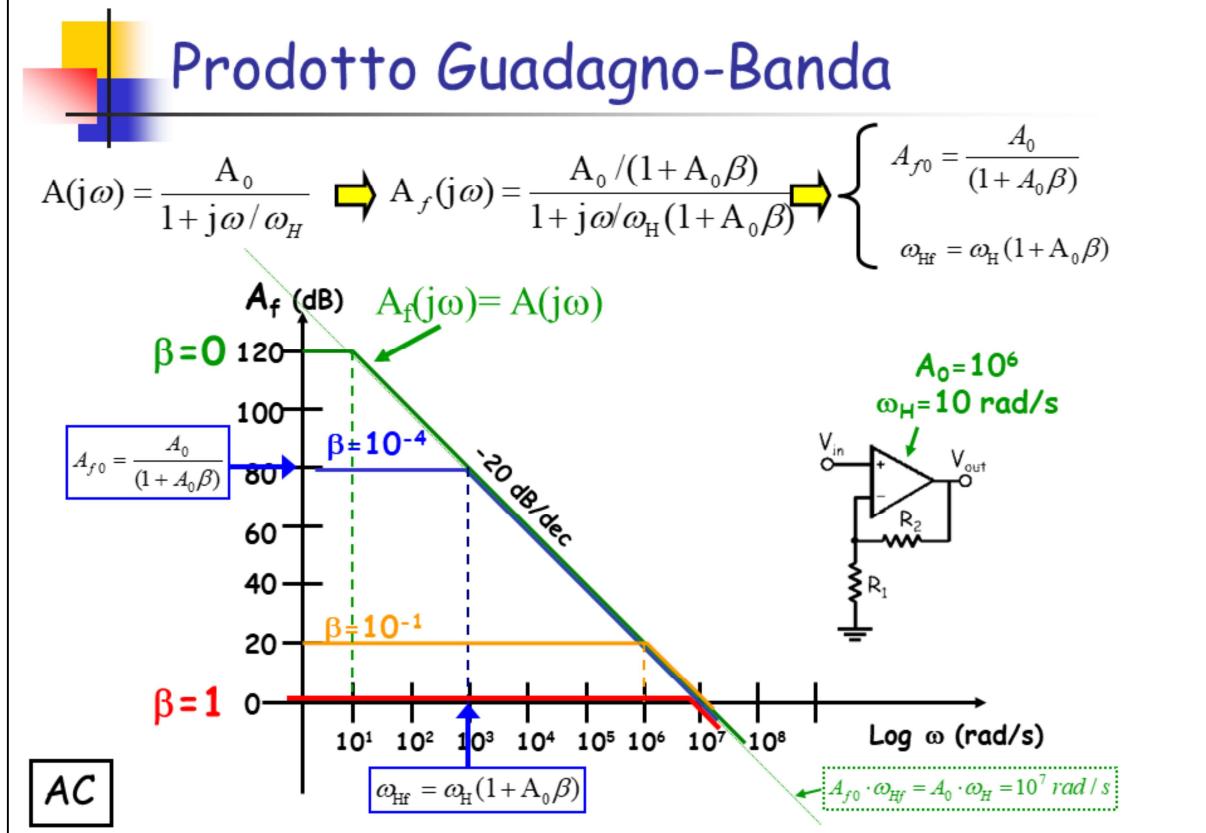
$$A_{f0} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10$$

quindi essendo

$$A_0 \cdot B = A_{f0} \cdot B_f = 10^6 \text{ Hz}$$

risulta

$$B_f = \frac{10^6}{A_{f0}} = 10^5 \text{ Hz}$$



L'opamp compensato presenta una funzione di trasferimento a singolo polo, almeno finché si considerano frequenze cui corrispondono $|A| > 1$.

Valgono quindi le considerazioni fatte quando si sono descritte le proprietà dei sistemi in retroazione con guadagno del ramo diretto esprimibile con una FDT a singolo polo. In particolare vale la proprietà di invariabilità del prodotto guadagno-banda.

La figura riporta l'andamento del modulo della FDT del circuito in retroazione per diversi valori di β . Sul piano $A_f(dB)$ - $\text{Log}(\omega)$ per frequenze superiori al polo dominante, al variare di β , il polo della FDT del circuito retroazionato si sposta lungo una retta inclinata di -20 dB/dec che passa per il polo della curva per $\beta=0$ che corrisponde evidentemente alla FDT dell'operazionale.

In questo tratto della curva, ad un aumento del guadagno del circuito corrisponde una proporzionale riduzione della sua banda.

Riassumendo:

1. Per garantire la stabilità del circuito in retroazione si deve limitare la banda dell'op-amp.
2. Il prodotto guadagno-banda del circuito retroazionato è costante dal momento che la FDT dell'operazionale compensato è una FDT a singolo polo.
3. Ne consegue che stadi amplificatori ad op-amp ad elevato guadagno hanno banda limitata.
4. A parità di opamp impiegato per il progetto, per allargare la banda del circuito deve essere ridotto il guadagno dello stadio.

Stadio di uscita: Slew Rate

- Per Slew rate si intende la massima derivata del segnale in uscita in modulo: $SR = \left| \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$



National Semiconductor

December 1995

TL081 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The TL081 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET IIIM technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL081 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

The TL081 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements

are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the TL081C is the better choice.

Features

■ Internally trimmed offset voltage	15 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise voltage	25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
■ Low input noise current	0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/ μs
■ Low supply current	1.8 mA
■ High input impedance	$10^{12}\Omega$
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20 \text{ Vp-p}$, $BW = 20 \text{ Hz}-20 \text{ kHz}$	<0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

TL081 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

AC

Una seconda non idealità in AC è costituita dal fatto che la tensione di uscita dell'opamp può assumere una valore massimo finito (in modulo) della sua derivata in funzione del tempo.

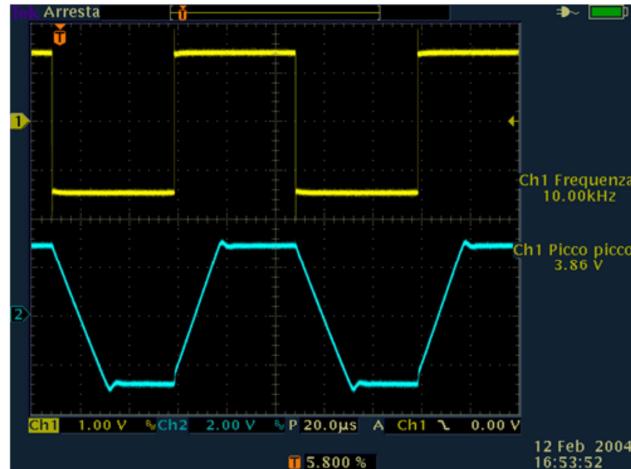
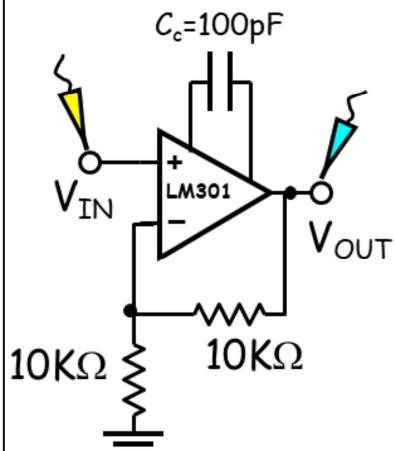
Nota: come vedremo in seguito questo effetto non deriva da limitazioni dello stadio di uscita.

Questo effetto fa sì che in risposta ad un gradino della tensione in ingresso, l'uscita varia seguendo una rampa a pendenza costante fino a raggiungere il valore di regime.



Stadio di uscita: Slew Rate

- Per Slew rate si intende la massima derivata del segnale in uscita in modulo: $SR = \left| \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$

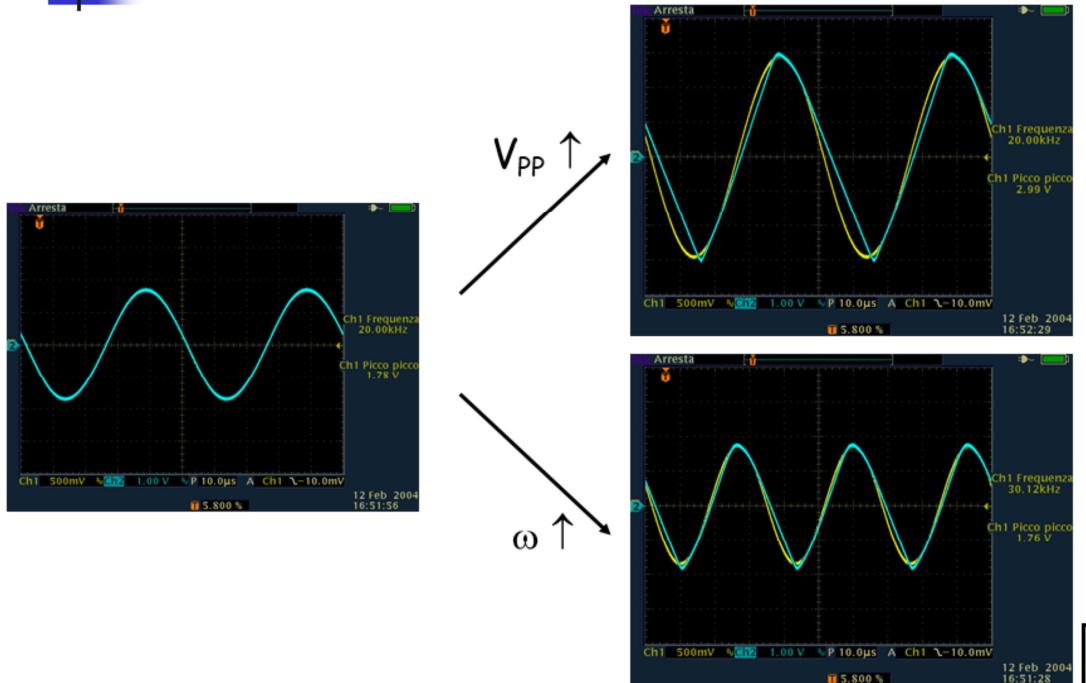


AC

Una seconda non idealità in AC è costituita dal fatto che la tensione di uscita dell'opamp può assumere una valore massimo finito (in modulo) della sua derivata in funzione del tempo.

Nota: come vedremo in seguito questo effetto non deriva da limitazioni dello stadio di uscita.

Questo effetto fa sì che in risposta ad un gradino della tensione in ingresso, l'uscita vari seguendo una rampa a pendenza costante fino a raggiungere il valore di regime.

Nel caso il segnale in ingresso sia un tono sinusoidale di elevata ampiezza ed il guadagno dello stadio sia tale da produrre una elevata ampiezza del segnale di uscita, è possibile che lo stadio amplificatore introduca distorsione anche a frequenza relativamente bassa.

Nel caso di segnali sinusoidali risulta:

$$\frac{dv_O}{dt} = \omega \cdot V_{O\max} \cos(\omega t)$$

se si ha

$$\omega \cdot V_{O\max} > SR$$

il segnale risulta distorto.

Questo si verifica:

1. se l' ampiezza del segnale in uscita è troppo elevata
2. se la frequenza è troppo elevata.

Il risultato è che la banda, intesa come massima frequenza del segnale in assenza di distorsione (lineare o non) può risultare inferiore rispetto a quanto calcolato in precedenza.



Confronto op-amp ideale vs. reale

Parametro	Ideale	Reale
Guadagno di tensione in DC (A_M)	∞	100 - 120 dB
Correnti di polarizzazione	0	10 ⁻⁸ A Bipolari 10 ⁻¹¹ A JFET 10 ⁻¹⁴ A CMOS
Tensione di offset	0 V	10 - 1000 μ V
Impedenza di uscita	0 Ω	10 - 30 Ω
Slew rate	∞	0.5 - 10 V/ μ s
Banda passante	∞	1 - 10 Hz
Capacità di pilotaggio	∞	\pm 10-20 mA
CMRR	∞	80 - 110 dB